

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-133472

(43)Date of publication of application : 21.05.1999

(51)Int.Cl.

G02F 2/02

H03L 7/08

H04B 10/00

(21)Application number : 09-301690

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 04.11.1997

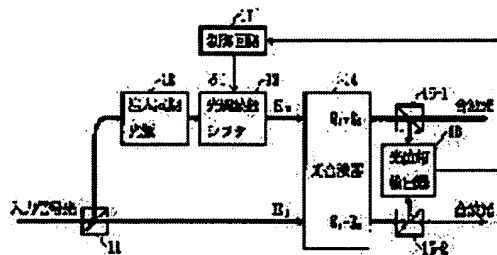
(72)Inventor : IMAYADO WATARU
TAKADA ATSUSHI

(54) OPTICAL PHASE SYNCHRONIZING LIGHT SOURCE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce a band width required for an optical phase locked loop and to perform optical phase synchronizing for signal light from a laser beam source having an oscillation light frequency flicker by combining an optical phase locked loop method with a light injection synchronizing method.

SOLUTION: A part of input signal light is branched by an optical branching unit 11 to be inputted to an injection synchronizing light source 12, and injection synchronizing light synchronized with the optical frequency of the carrier component of the input signal light is outputted. This injection synchronizing light is inputted to an optical frequency shifter 13, and the optical frequency is shifted by δf , and the injection synchronizing light E2 and the branched input signal light E1 are inputted to an optical synthesizing unit 14 of two inputs two outputs to be synthesized, and a part of outputted synthesized light E1+E2, E1-E2 are branched by the optical branching units 15-1, 15-2 to be inputted to a light phase detector 16. Then, a phase error signal from the light phase detector 16 is fed back to a control circuit 17 driving the light frequency shifter 13, and a light frequency shift δf imparted to the injection synchronizing light is controlled, and the light frequency and the light phase between the input signal light E1 and the injection synchronizing light E2 are synchronized.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

26.12.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than

the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3459166

[Date of registration] 08.08.2003

[Number of appeal against examiner's decision of
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-133472

(43)公開日 平成11年(1999)5月21日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

FI

G O 2 F 2/02

G O 2 F 2/02

H03L 7/08

H03L 7/08

N

H04B 10/00

H04B 9/00

$$\mathbf{z}$$

審査請求 未請求 請求項の数7 O.L (全 14 頁)

(21)出題番号 特願平9-301690

(22)出願日 平成9年(1997)11月4日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72)發明者 今宿 瓦

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(72)発明者 高田 篤

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(74)代理人 弁理士 古谷 史旺

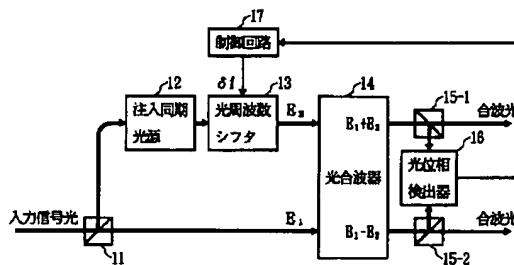
(54) 【発明の名称】 光位相同期光源

(57)【要約】

【課題】 光位相同期ループに要求される帯域幅を低減しながら、周波数引き込み幅および同期保持幅の広帯域性を確保し、数MHz程度までの発振光周波数ゆらぎがあるレーザ光源から出力された信号光に対して光位相同期を可能にする。

【解決手段】 入力信号光のキャリア成分の光周波数に同期した光を出力する注入同期光源（１２）と、その出力光（注入同期光）の光周波数を δf シフトさせて入力信号光のキャリア成分に光位相同期させる光周波数シフタ（１３）と、この光周波数シフタを制御する光位相同期ループ（１４、１５、１６、１７）とにより構成される。

請求項 2 に記載の光位相同期光源の基本構成



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル変調された入力信号光を入力し、そのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源と、

前記注入同期光の光周波数をシフトさせる光周波数シフタと、

前記光周波数シフタから出力される注入同期光と前記入力信号光の位相を比較し、その位相誤差信号を前記光周波数シフタに帰還して注入同期光を入力信号光のキャリア成分に光位同期させる光位同期ループとを備えたことを特徴とする光位同期光源。

【請求項2】 デジタル変調された入力信号光を分岐する光分波器と、

前記光分波器で分岐された入力信号光を注入してそのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源と、

前記注入同期光源から出力された注入同期光の光周波数を δf シフトさせる光周波数シフタと、

前記光分波器で分岐された入力信号光 E_1 と、前記光周波数シフタで光周波数をシフトさせた注入同期光 E_2 とを合波し、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ を出力する2入力2出力の光合波器と、

前記光合波器から出力される各合波光の一部を分岐する光分波器と、

前記各光分波器で分岐された合波光の位相差に比例した位相誤差信号を出力する光位相検出器と、

前記位相誤差信号に応じて前記光周波数シフタを制御する制御回路とを備えたことを特徴とする光位同期光源。

【請求項3】 デジタル変調された入力信号光を分岐する光分波器と、

前記光分波器で分岐された入力信号光の光周波数を δf シフトさせる光周波数シフタと、

前記光周波数シフタで光周波数をシフトさせた入力信号光を注入してそのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源と、

前記光分波器で分岐された入力信号光 E_1 と、前記注入同期光源から出力される注入同期光 E_2 とを合波し、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ を出力する2入力2出力の光合波器と、

前記光合波器から出力される各合波光の一部を分岐する光分波器と、

前記各光分波器で分岐された合波光の位相差に比例した位相誤差信号を出力する光位相検出器と、

前記位相誤差信号に応じて前記光周波数シフタを制御する制御回路とを備えたことを特徴とする光位同期光源。

【請求項4】 デジタル変調された入力信号光を分岐する光分波器と、

前記光分波器で分岐された入力信号光の繰り返し周波数

を検出する繰り返し周波数検出回路と、

前記光分波器で分岐された入力信号光を注入してそのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源と、

前記注入同期光源から出力された注入同期光の光周波数を δf シフトさせる光周波数シフタと、

前記光分波器で分岐された入力信号光 E_1 と、前記光周波数シフタで光周波数をシフトさせた注入同期光 E_2 とを合波し、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ を出力する2入力2出力の光合波器と、

前記光合波器から出力される各合波光の一部を分岐する光分波器と、

前記各光分波器で分岐された合波光の位相差に比例した位相誤差信号を出力する光位相検出器と、

前記位相誤差信号と前記繰り返し周波数検出回路の出力信号との乗算信号に応じて前記光周波数シフタを制御する制御回路とを備えたことを特徴とする光位同期光源。

【請求項5】 デジタル変調された入力信号光を分岐する光分波器と、

前記光分波器で分岐された入力信号光の光周波数を Δf シフトさせる第1の光周波数シフタと、

前記第1の光周波数シフタで光周波数をシフトさせた入力信号光を注入してそのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源と、

前記注入同期光源から出力された注入同期光の光周波数を $-\Delta f + \delta f$ シフトさせる第2の光周波数シフタと、

前記光分波器で分岐された入力信号光 E_1 と、前記光周波数シフタで光周波数をシフトさせた注入同期光 E_2 とを合波し、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ を出力する2入力2出力の光合波器と、

前記光合波器から出力される各合波光の一部を分岐する光分波器と、

前記各光分波器で分岐された合波光の位相差に比例した位相誤差信号を出力する光位相検出器と、

前記位相誤差信号に応じて前記第2の光周波数シフタを制御する制御回路とを備えたことを特徴とする光位同期光源。

【請求項6】 請求項2から請求項5のいずれかに記載の光位同期光源において、

光位相検出器は、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ を電気信号に変換して減算を行うバランスドレシーバを用いた構成であることを特徴とする光位同期光源。

【請求項7】 請求項2から請求項5のいずれかに記載の光位同期光源において、

光合波器に代えて光90度ハイブリッドを備え、光位相検出器は、前記光90度ハイブリッドから出力された2つの合波光を電気信号に変換する光・電気変換器と、各電気信号を乗算する乗算器とを用いた構成であることを特徴とする光位同期光源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数の光源から出力される光の光周波数および光位相を同期させる光位相同期光源に関する。このような光位相同期技術は、例えばコヒーレント光通信システムや位相感応型光増幅器等に必要不可欠なものである。

【0002】

【従来の技術】従来の光位相同期光源としては、主に光位相同期ループ法と光注入同期法が検討されている。

【0003】光位相同期ループ法は、入力信号光と光位相同期光源から出力される局発光を位相検出器に入力し、その位相誤差信号を光位相同期光源に帰還することにより、入力信号光に対する局発光の光位相同期を実現する方法である。

【0004】具体的には、図11(a)に示すように、入力信号光 E_1 と光位相同期光源51から出力される局発光 E_2 を光合波器52で合波し、合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ の一部を光分波器53-1、53-2でそれぞれ分波して光位相検出器54に入力する。そして、光位相検出器54から出力される位相誤差信号を光位相同期光源51に帰還して局発光 E_2 の光位相を制御する。これにより、合波光として出力される入力信号光 E_1 と局発光 E_2 の光周波数および光位相を同期させることができる。

【0005】なお、局発光 E_2 を出力信号光とする場合には、図11(b)に示すように、入力信号光 E_1 と、光位相同期光源51から出力される局発光 E_2 の一部を光分波器53で分波して光位相検出器54に入力し、光位相検出器54から出力される位相誤差信号を光位相同期光源51に帰還する。ただし、以下の説明では図11(a)に示す合波光を出力信号光とする場合について説明するが、局発光 E_2 を出力信号光とする場合においても同様である。

【0006】光注入同期法は、入力信号光の一部を分岐して注入同期光源に注入することにより、出力光の光周波数を入力信号光の光周波数に同期させる方法である。この方法では、非常に微弱な入力信号光に対しても有効に注入同期が可能であり、さらに簡単な構成で非常に広帯域の周波数同期保持幅(～GHz)を実現できる。したがって、数十MHz程度の光周波数ゆらぎある入力信号光(光源)に対しても容易に光周波数同期が可能である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】ところで、光通信システムで光源として用いられる半導体レーザの発振光周波数安定性は悪く、通常数百kHzから数十MHz程度の発振光周波数ゆらぎがある。そのため、光位相同期ループ法により光位相同期を実現するには、この帯域以上の数十MHz～数GHz程度の帯域幅での動作を保証する光・電気ハイブリッド回路が必要になる。しかし、これを実現す

るには、光位相同期光源の周波数変調特性のフラットネスをGHzの帯域で実現し、かつループ長を短くする必要があるなど、多くの困難を伴う。

【0008】また、このような広帯域の光・電気ハイブリッド回路を実現するのが困難な場合には、レーザ光源の発振光周波数ゆらぎ自体を安定化させる必要があり、光位相同期回路全体の構成の複雑化が避けられない。

【0009】一方、光注入同期法では、注入同期するレーザ光源のフリーランニング時の発振周波数と入力信号光の光周波数に離調がある場合には、出力信号光の光位相が変化し、光位相を同期させることはできない。すなわち、光注入同期法は実質的には光周波数同期技術であり、光位相同期を安定に実現するのは困難である。

【0010】本発明は、光位相同期ループに要求される帯域幅を低減しながら、周波数引き込み幅および同期保持幅の広帯域性を確保し、数MHz程度までの発振光周波数ゆらぎがあるレーザ光源から出力された信号光に対して光位相同期を可能にする光位相同期光源を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の光位相同期光源は、光位相同期ループ法と光注入同期法とを組み合わせることを特徴とする。すなわち、入力信号光のキャリア成分の光周波数に同期した光を出力する注入同期光源と、その出力光(注入同期光)の光周波数を δf シフトさせて入力信号光のキャリア成分に光位相同期させる光周波数シフタと、この光周波数シフタを制御する光位相同期ループとにより構成される。

【0012】この光位相同期ループでは、注入同期光源の光位相変動と光経路長の変動による光位相差変動の影響を補償して安定に光位相を同期させる。これにより、入力信号光とフリーランニング状態の注入同期光の間の離調が数百MHz程度存在し、かつ数MHz程度の光周波数ゆらぎが存在する場合でも、数十kHz程度の狭帯域幅の光位相同期ループで光位相同期を安定に実現することができる。

【0013】図1は、請求項2に記載の光位相同期光源の基本構成を示す。図において、入力信号光の一部を光分波器11で分岐して注入同期光源12に入力し、入力信号光のキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力させる。この注入同期光を光周波数シフタ13に入力して光周波数を δf シフトさせ、この光周波数シフトを受けた注入同期光 E_2 と光分波器11で分岐された入力信号光 E_1 を2入力2出力の光合波器14に入力して合波する。光合波器14から出力される合波光 $E_1 + E_2$ および $E_1 - E_2$ の一部を光分波器15-1、15-2でそれぞれ分波して光位相検出器16に入力する。そして、光位相検出器16から出力される位相誤差信号を光周波数シフタ13を駆動する制御回路17に帰還し、注入同期光に与える光周波数シフト δf を制御す

る。これにより、合波光として出力される入力信号光 E_1 と注入同期光 E_2 の光周波数および光位相を同期させる。

【0014】ここで、注入同期光源および光周波数シフタによる光周波数制御と、光位相同期ループによる光周波数シフタの制御とに分けて説明する。図2(a)は注入*

$$E_{2,1} = \sum_n |E_{2,1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r,s})t + \theta_1'\}] \quad \cdots(1)$$

【0016】の一部を注入同期光源12に注入すると、※ ※その出力光は

$$E_{2,2} = |E_{2,2}| \exp[i(\omega_1 t + \theta_1' + \delta\theta_{1,n})] \quad \cdots(2)$$

となる。ここで、 $\delta\theta_{1,n}$ は、注入同期光源12で生ずる光位相シフト量であり、入力信号光の光周波数と注入同期光源12のフリーランニング発振周波数の離調によ

$$E_{2,3} = |E_{2,3}| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi\delta f)t + \theta_1' + \delta\theta_{1,n}\}] \quad \cdots(3)$$

となる。

【0017】図2(b)は光位相同期ループによる光周波数シフタ13の制御動作例を示す。デジタル変調された入力信号光と、光周波数シフタ13から出力される注入同期光が光合波器14で合波される。ここで、光合波器14に注入される入力信号光と注入同期光との間の光☆20

$$E_1 = \sum_n |E_{1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r,s})t + \theta_1\}] \quad \cdots(4)$$

【0019】であれば、光周波数シフタ13から出力さ

$$E_2 = |E_2| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi\delta f)t + \theta_2\}] \quad \cdots(5)$$

となる。ここで、

$$\theta_1 = \theta_1' + \Delta\theta_{s,hf,1} \quad \cdots(6)$$

$$\theta_2 = \theta_1' + \delta\theta_{1,n} + \Delta\theta_{s,hf,2} \quad \cdots(7)$$

であり、 $\Delta\theta_{s,hf,1}$ 、 $\Delta\theta_{s,hf,2}$ は、入力信号光が光合波器14に至る光経路と、注入同期光源12および光周波数シフタ13を経由して光合波器14に至る光経路の光経路長変動に起因する光位相シフトである。これは、光回路の機械振動や環境温度の変化により変化する。すなわち、入力信号光の光周波数変動に対して低い周波数でランダムに変動するパラメータである。

【0020】この光合波器14に注入される入力信号光と注入同期光の光位相 θ_1 、 θ_2 を同期させるには、光周波数シフタ13を制御回路17により制御する光位相同期ループを構成する。なお、入力信号光を注入同期光源12に注入しない場合には、光合波器14に注入され*

$$E_3 = E_1 + E_2$$

$$= \sum_n |E_{1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r,s})t + \theta_1\}]$$

$$+ |E_2| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi\delta f)t + \theta_2\}] \quad \cdots(8)$$

$$E_4 = E_1 - E_2$$

$$= \sum_n |E_{1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r,s})t + \theta_1\}]$$

$$- |E_2| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi\delta f)t + \theta_2\}] \quad \cdots(9)$$

*同期光源12および光周波数シフタ13の動作例を示す。クロック周波数 $f_{r,s}$ でデジタル変調された入力信号光

【0015】

【数1】

※ ※その出力光は

★り変化する。この注入同期光を光周波数シフタ13により δf Hzシフトすると、

☆経路差および光経路長変動による光位相変動、注入同期光源12で生ずる光位相シフトを考慮すると、入力信号光が

【0018】

【数2】

*る入力信号光と注入同期光源12の出力光のビートスペクトルは広がっており(図3(a))、周波数ゆらぎは大きい。注入同期により入力信号光と注入同期光のビートスペクトルは狭窄される(図3(b))。その結果、光位相同期ループに要求される制御帯域幅は劇的に低下し、注入同期を用いずに光源の光周波数を制御する従来の光位相同期ループと比較しても低雑音で高精度の光位相同期が実現可能となる。

【0021】光合波器14において入力信号光と光周波数シフタ13から出力される注入同期光を合波すると、

【0022】

【数3】

【0023】の合波光が出力される。この合波光の一部を分岐して光位相検出器16に入力すると、入力信号光と注入同期光の光位相差に比例する位相誤差信号

*【0024】
【数4】

$$I_{err} \propto \sum_n \cos[n\omega_{err}t + (\theta_1 - \theta_2)] \quad \dots(10)$$

【0025】が出力される。ここで、 θ_1 、 θ_2 は、時間的に変動するパラメータであり、 δf Hzは θ_2 に含まれるとみなした。また、制御回路17を低域通過フィルタ

※タ・増幅回路および電圧制御発振器で構成すると、低域通過フィルタ・増幅回路で光位相検出器16から出力される位相誤差信号のDC近傍成分のみを増幅し、

$$I_{err} \propto \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad \dots(11)$$

を電圧制御発振器に入力する。その結果、電圧制御発振器の発振周波数は、

$$\delta f = d\theta_2 / dt \propto \sin(\theta_1 - \theta_2 - \pi/2) \quad \dots(12)$$

により制御される。これを光周波数シフタ13に入力することにより、式(8)、(9)に示す合波された入力信号光

☆と注入同期光間の光位相同期が達成され、

$$\theta_1 = \theta_2 + \pi/2 \quad \dots(13)$$

となる。

【0026】以上のように、本発明の光位相同期光源では、注入同期光源12で入力信号光に注入同期することにより光周波数同期を実現し、光合波器14、光位相検出器16、制御回路17および光周波数シフタ13で構成される光位相同期ループにより、注入同期光源12および光経路長変動による光位相シフトを補償することができる。注入同期光源12では、入力信号光と注入同期光源12のフリーランニング発振周波数の離調が数百MHz以上の場合でも容易に光周波数同期が可能である。さらに、注入同期された注入同期光源12は、数MHz程度の入力光周波数ゆらぎに対しても追従し、光周波数同期を維持する。そのため、光位相同期ループに要求される制御帯域幅は、注入同期時の注入同期光源12の位相変動と、注入同期光源12の出力光が伝搬する光回路の光経路長変動を補償するのに要求される数十kHzでよい。これにより、狭帯域の光位相同期ループを用いても、数MHz程度の光周波数ゆらぎがある入力信号光に対して光位相同期を高安定に実現することができる。

【0027】図4は、請求項5に記載の光位相同期光源の基本構成を示す。本構成は、図1に示す基本構成とはほぼ同様であるが、注入同期光源12から出力される注入

◆同期光と入力信号光のキャリア成分との間に δf Hzの光周波数差を与えるために、2つの光周波数シフタ13-1、13-2を用いることを特徴とする。すなわち、光周波数を Δf シフトさせる第1の光周波数シフタ13-1と、光周波数を $-\Delta f + \delta f$ シフトさせる第2の光周波数シフタ13-2とを備え、さらに第1の光周波数シフタ13-1を駆動する Δf の発振器18を備え、発振器18の出力信号を制御回路17に参照信号として与える。これは、現時点では、高効率に光周波数のある中心周波数に対して正負の両方向に変化させることができる光周波数シフタがないために、光周波数シフタを2台使い、ある中心周波数に対して正負の両方向に光周波数を変化させる構成を実現するものである。

【0028】ここで、注入同期光源および光周波数シフタによる光周波数制御について、図5を参照して説明する。なお、光位相同期ループの動作は図1に示す基本構成のものと同様である。

【0029】式(1)で示される入力信号光 $E_{s,1}$ の一部を光周波数シフタ13-1に入力して Δf Hzシフトすると、

【0030】

【数5】

$$E_{s,1} = \sum_n |E_{s,1,n}| \exp[i\{(\omega_1 + 2\pi\Delta f + n\omega_{err})t + \theta_1'\}] \quad \dots(14)$$

【0031】となり、これを注入同期光源12に注入すると、その出力光は

$$E_{s,2} = |E_{s,2}| \exp[i\{(\omega_1 + 2\pi\Delta f)t + \theta_1' + \delta\theta_{s,1}\}] \quad \dots(15)$$

となる。これをさらに光周波数シフタ13-2に入力して $-\Delta f + \delta f$ Hzシフトすると、式(3)で示す注入同期光となる。この光周波数シフタ13-2の周波数シフト量 δf を光位相同期ループで制御することにより、図1に示す基本構成と同様の動作が可能となる。

【0032】

【発明の実施の形態】

（第1の実施形態）図6は、本発明の光位相同期光源の第1の実施形態を示す。本実施形態は、図1に示す基本

構成に対応するものである（請求項2、6）。

【0033】本実施形態の光位相同期光源は、デジタル変調された入力信号光を分岐する光分波器21と、分岐された入力信号光を注入してそのキャリア成分の光周波数に同期した注入同期光を出力する注入同期光源22およびこれを駆動する電源23と、注入同期光源22から出力された注入同期光の光周波数を δf シフトさせる光周波数シフタ24と、光周波数シフトを受けた注入同期光と光分波器21で分岐された入力信号光を合波する

2入力2出力の光合波器25と、光合波器25から出力される各合波光の一部を分岐する光分波器26-1、26-2と、各光分波器で分岐された合波光の位相差に比例した位相誤差信号を出力するバランスドレシーバ27と、この位相誤差信号の低周波成分を増幅して出力する低域通過フィルタ・増幅回路28と、その出力信号に応じて光周波数シフタ24を制御する電圧制御発振器29とにより構成される。

【0034】ここで、注入同期光源22は、共振器長500 μ mの分布帰還型InGaAsP半導体レーザを用い、光出力は10mW、フリーランニング時の発振線幅は2MHzとする。また、注入同期引き込み幅および注入同期保持幅は、それぞれ500MHz、600MHzであり、広帯域にわたって光周波数同期が可能である。光周波数シフタ24は、位相変調器を集積化したSSB光周波数シフタ（参考文献：J.M.KAHNet al., IEEE Journal of Lightwave Technology, QE-17, p.2225, 1981）を用い、電圧制御発振器29に帰還される電圧に応じて光周波数を δf Hzシフトさせる。

【0035】入力信号光は、線幅500kHzの光信号がデジタル変調されているとする。この光は、ファイバ長40mの区間でコヒーレンスを保つ（ファイバの屈折率を1.5とする）。したがって、入力信号光の一部を分岐する光分波器21から光合波器25までの光経路長と、光分波器21から注入同期光源22を通して光合波器25に至る光経路長との差が40m以下であれば、光合波器25で合波された後の信号光のキャリア成分と注入同期光の光周波数は同一と見なすことができる。その場合に、光位同期ループに要求される動作帯域幅は、注入同期時の注入同期光源22の位相変動と、注入同期光源22から出力された注入同期光が伝搬する光回路の光経路長変動を補償するのに要求されるkHzのオーダーでよい。また、注入同期光源22の注入同期保持幅が600MHzであるので、数百MHz程度の入力信号光の離調が存在しても、注入同期光源22で光周波数同期が達成され、kHz程度の狭帯域な光位同期ループで安定に光位同期を実現することができる。

【0036】（第2の実施形態）図7は、本発明の光位同期光源の第2の実施形態を示す。本実施形態は、図1に示す基本構成に対応するものである（請求項3、6）。

【0037】本実施形態の特徴は、第1の実施形態の構成において、注入同期光源22と光周波数シフタ24の配置を逆にしたところにある。デジタル変調された入力信号光は、光周波数シフタ24で δf の光周波数シフトを受けて注入同期光源22に注入される。本構成においても第1の実施形態と同様に機能する。さらに、本実施形態では、注入同期光源22の出力側に光周波数シフタ24がないので、光パワーを減衰させることなく注入同期光を取り出すことができる。

【0038】（第3の実施形態）図8は、本発明の光位同期光源の第3の実施形態を示す。本実施形態は、図1に示す基本構成に対応するものである（請求項4、6）。

【0039】本実施形態の特徴は、光位同期ループにおいて、注入同期光と入力信号光の繰り返しサイドバンド成分のビート信号を位相誤差信号として検出し、光周波数シフタ24に帰還する構成を有するところにある。すなわち、第1の実施形態の構成に加えて、注入同期光源22に注入される入力信号光を分岐する光分波器30と、分岐された入力信号光の繰り返し周波数を検出する繰り返し周波数検出回路31と、低域通過フィルタ・増幅回路28の出力信号と繰り返し周波数検出回路31の出力信号とを乗算する乗算器32と、乗算器32の出力信号の低周波成分を増幅して電圧制御発振器29に注入する低域通過フィルタ・増幅回路33とを備える。

【0040】本構成により、バランスドレシーバ27で注入同期光と入力信号光の繰り返しサイドバンド成分のビート信号を検出し、これを入力信号光の繰り返し周波数成分と乗算することにより、DC成分近傍の位相誤差信号を得ることができる。したがって、第1の実施形態の光位同期ループに比べて、入力信号光の低周波成分の強度ゆらぎ、バランスドレシーバその他の光位同期ループの構成部品を駆動する電源の電圧ドリフトに伴う影響を除去することが容易になり、安定に光位同期を実現することができる。

【0041】（第4の実施形態）図9は、本発明の光位同期光源の第4の実施形態を示す。本実施形態は、図4に示す基本構成に対応するものである（請求項5、6）。

【0042】本実施形態の特徴は、第1の実施形態の構成に加えて、注入同期光源22の入力側に光周波数シフタ34を挿入し、入力信号光の光周波数を Δf シフトさせて注入同期光源22に注入し、光周波数シフタ24で注入同期光の光周波数を $-\Delta f + \delta f$ シフトさせるところにある。発振器35は光周波数シフタ34を駆動するとともに、電圧制御発振器29に参照信号を与える。電圧制御発振器29は、この参照信号により制御電圧の入力がないときに Δf で発振するようになっている。

【0043】ここで、例えば光周波数シフタ34は、一次回折光が ± 250 MHz近傍に現れるように設計された音響光学変調器を用い、発振器35の発振周波数を $\Delta f = 250$ MHzに設定することにより、入力信号光の光周波数が $+250$ MHzシフトして注入同期光源22に注入する。光周波数シフタ24を制御する電圧制御発振器29も、入力電圧が0のときに250 MHzで発振する。

【0044】入力信号光は、第1の実施形態と同様に、線幅500kHzの光信号がデジタル変調されているとすると、光位同期ループに要求される動作帯域幅は、注入同期時の注入同期光源22の位相変動と、注入同期光

源22から出力された注入同期光が伝搬する光回路の光経路長変動を補償するのに要求されるkHzのオーダーでよい。

【0045】(第5の実施形態)図10は、本発明の光位相同期光源の第5の実施形態を示す。本実施形態は、図4に示す基本構成に対応するものである(請求項7)。

【0046】本実施形態の特徴は、第4の実施形態の構成において、光位相同期ループとしてコスタスループを用いるところにある。すなわち、光180度ハイブリッドとして用いた光合波器25に代えて光90度ハイブリッド36を用い、バランスドレシーバ27に代えて、光分波器26-1、26-2で分岐された合波光を電気信号に*

$$E_3 = E_1 + E_2$$

$$= \sum_n |E_{1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r.o.})t + \theta_1\}]$$

$$+ |E_2| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi \delta f)t + \theta_2\}] \quad \dots(16)$$

$$E_4 = E_1 - i E_2$$

$$= \sum_n |E_{1,n}| \exp[i \{(\omega_1 + n\omega_{r.o.})t + \theta_1\}]$$

$$- i |E_2| \exp[i \{(\omega_1 + 2\pi \delta f)t + \theta_2\}] \quad \dots(17)$$

【0049】の合波光が出力される。この合波光の一部を分岐してフォトダイオード37-1、37-2に入力すると、

※【0050】
【数7】

$$I_3 \propto \sum_n \cos[(n\omega_{r.o.} + 2\pi \delta f)t + (\theta_1 - \theta_2)] \quad \dots(18)$$

$$I_4 \propto \sum_n \sin[(n\omega_{r.o.} + 2\pi \delta f)t + (\theta_1 - \theta_2)] \quad \dots(19)$$

【0051】の電気信号が出力される。これらの電気信号を乗算器39で乗算することにより、入力信号光と注入同期光の光位相差に比例する位相誤差信号

★【0052】
【数8】

$$I_{err} \propto \sum_n \sin[2 \{n\omega_{r.o.}t + (\theta_1 - \theta_2)\}] \quad \dots(20)$$

【0053】が出力される。ここで、 θ_1 、 θ_2 は、時間的に変動するパラメータであり、 δf Hzは θ_2 に含ま

☆【0052】
【数8】
とみなした。この位相誤差信号を低域通過フィルタ増幅回路28でDC近傍成分のみを増幅し、

$$I_{err} \propto \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad \dots(21)$$

を電圧制御発振器29に入力する。その結果、電圧制御発振器29の発振周波数は、

$$\delta f = d\theta_2/dt \propto \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad \dots(22)$$

により制御される。これを光周波数シフタ24に入力することにより、式(16)、(17)に示す合波された入力信号光と注入同期光間の光位相同期が達成される。

【0054】このコスタスループは、バランスドレシーバを用いた光位相同期ループに比べて、注入同期光源22の周波数安定性に対する動作耐力が大きく、さらに動作安定性を高めることができる。入力信号光が、線幅10MHzの光信号がデジタル変調されているとすると、注入同期光源22の光周波数も入力信号光に追従し、線幅

10MHzの注入同期光が出力される。ここで、入力信号光の一部を分岐する光分波器21から光合波器27までの光経路長と、光分波器21から注入同期光源22を通して光合波器27に至る光経路長との差が、入力信号光および注入同期光のコヒーレンス長20m(ファイバの屈折率を1.5とする)以下であれば、入力信号光および注入同期光の光周波数差は無視できる。しかし、入力信号光と注入同期光のビートスペクトル幅は、上記の実施形態の場合と比較して広がる。このような場合でも、コス

タスループを用いることにより、安定に光位相同期を実現することができる。

【0055】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の光位相同期光源は、光位相同期ループに要求される帯域幅を抑えながら、光周波数引き込み幅、光位相同期保持幅の広帯域性を確保することができる。すなわち、数十MHz程度までの発振光周波数ゆらぎが存在するレーザ光源から出力された信号光に対して、安定に光位相同期を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項2に記載の光位相同期光源の基本構成を示すブロック図。

【図2】図1に示す光位相同期光源の動作を説明する図。

【図3】図1に示す光位相同期光源の動作を説明する図。

【図4】請求項5に記載の光位相同期光源の基本構成を示すブロック図。

【図5】図4に示す光位相同期光源の動作を説明する図。

【図6】本発明の光位相同期光源の第1の実施形態を示すブロック図。

【図7】本発明の光位相同期光源の第2の実施形態を示すブロック図。

【図8】本発明の光位相同期光源の第3の実施形態を示すブロック図。

【図9】本発明の光位相同期光源の第4の実施形態を示すブロック図。

【図10】本発明の光位相同期光源の第5の実施形態を*

*示すブロック図。

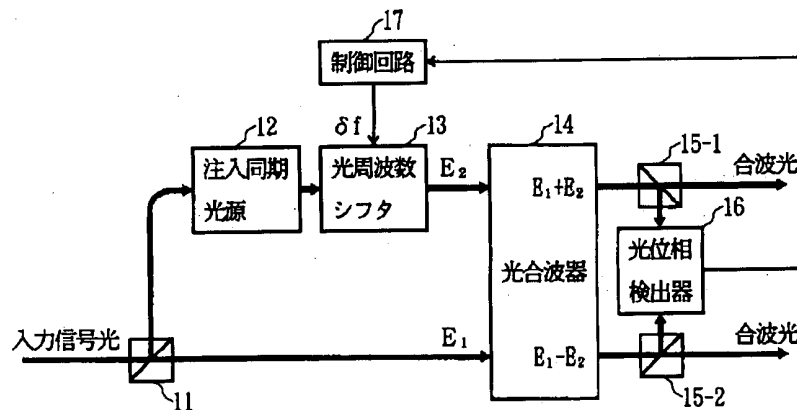
【図11】従来の光位相同期光源の構成を示すブロック図。

【符号の説明】

- 11, 15 光分波器
- 12 注入同期光源
- 13 光周波数シフタ
- 14 光合波器
- 16 光位相検出器
- 17 制御回路
- 18 発振器
- 21, 26 光分波器
- 22 注入同期光源
- 23 電源
- 24 光周波数シフタ
- 25 光合波器
- 27 バランスドレシーバ
- 28 低域通過フィルタ・増幅回路
- 29 電圧制御発振器
- 30 光分波器
- 31 繰り返し周波数検出回路
- 32 乗算器
- 33 低域通過フィルタ・増幅回路
- 34 光周波数シフタ
- 35 発振器
- 36 光90度ハイブリッド
- 37 フォトダイオード
- 38 低域通過フィルタ・増幅回路
- 39 乗算器

【図1】

請求項2に記載の光位相同期光源の基本構成

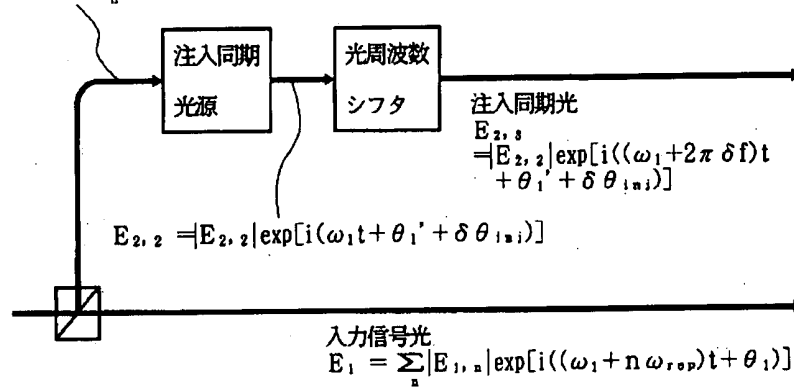


【図2】

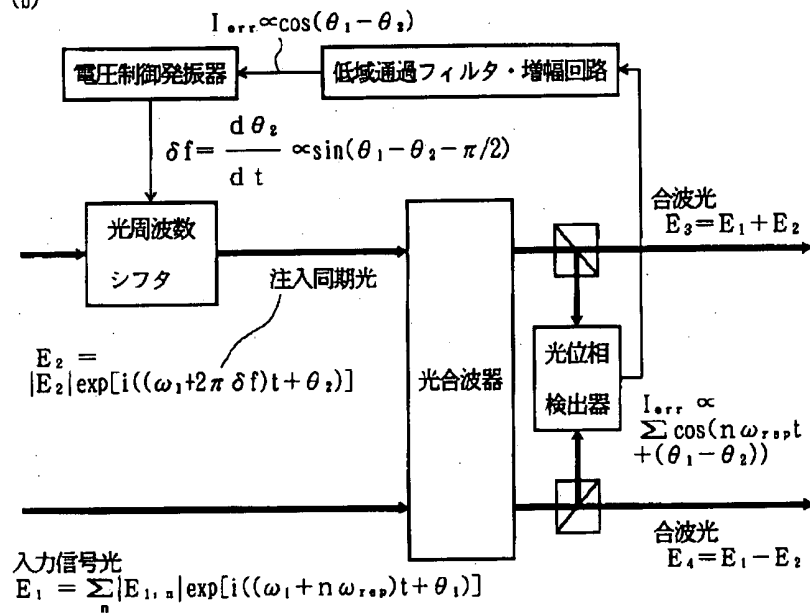
図1に示す光位相同期光源の動作

(a)

$$E_{2,1} = \sum_n |E_{2,1,n}| \exp[i((\omega_1 + n\omega_{rep})t + \theta_{1,n})]$$

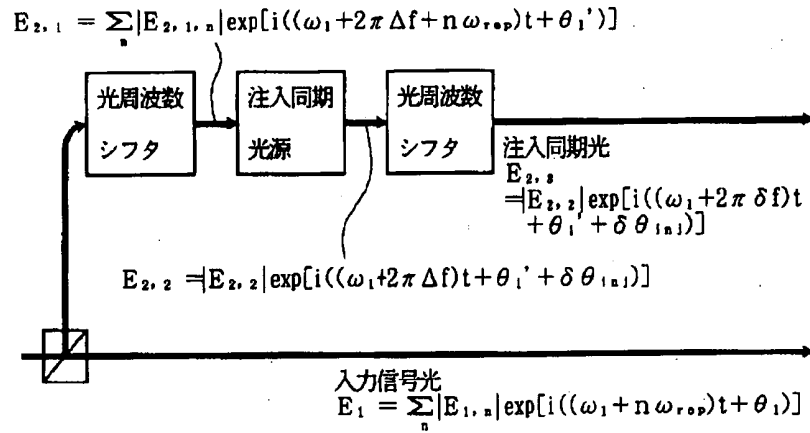


(b)



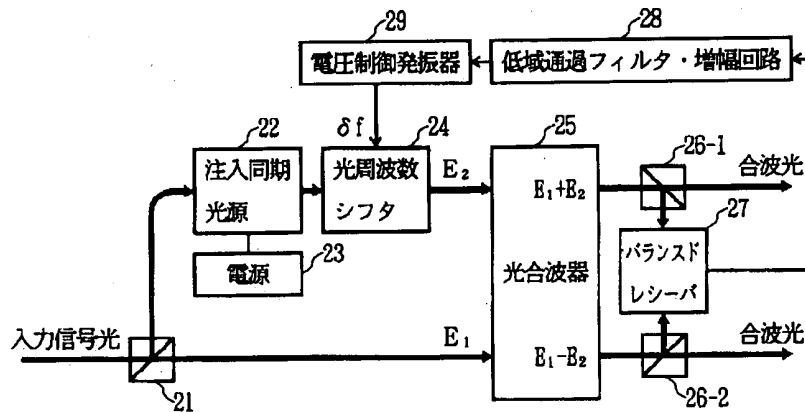
【図5】

図4に示す光位相同期光源の動作



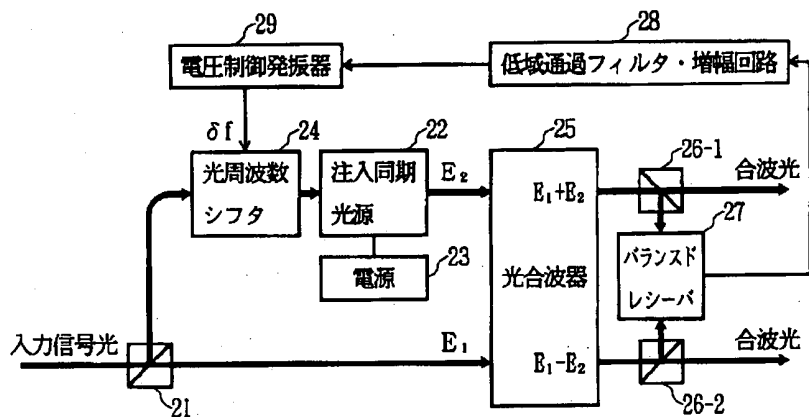
【図6】

本発明の光位相同期光源の第1の実施形態



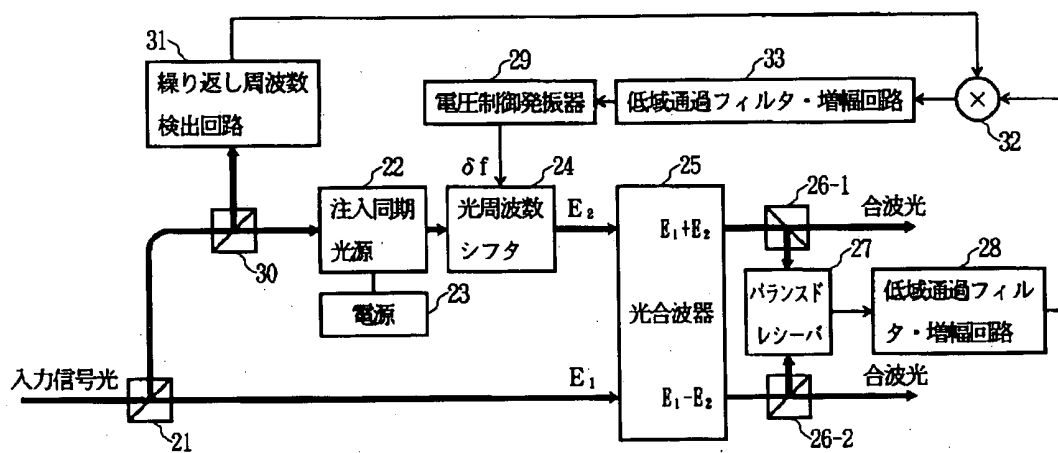
【図7】

本発明の光位相同期光源の第2の実施形態

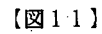


【図8】

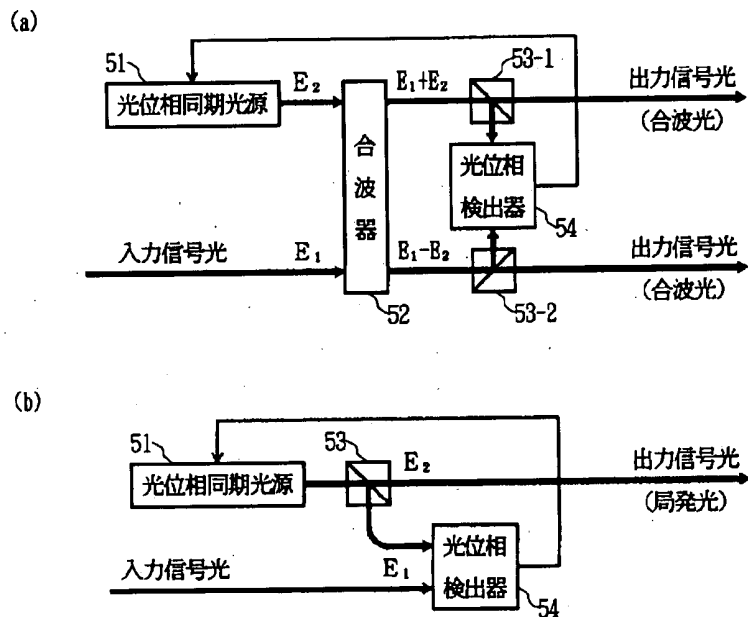
本発明の光位相同期光源の第3の実施形態



本発明の光位相同期光源の第 4 の実施形態



従来の光位相同期光源の構成



【図10】

本発明の光位相同期光源の第5の実施形態

